

MODULACIÓN DIGITAL

MODULACIÓN DIGITAL :FSK – PSK - QAM

El término comunicaciones digitales abarca un área extensa de técnicas de comunicaciones, incluyendo transmisión digital y radio digital. La transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales, entre dos o más puntos, de un sistema de comunicación. El radio digital es la transmisión de portadoras analógicas moduladas, en forma digital, entre dos o más puntos de un sistema de comunicación. Los sistemas de transmisión digital requieren de un elemento físico, entre el transmisor y el receptor, como un par de cables metálicos, un cable coaxial, o un cable de fibra óptica. En los sistemas de radio digital, el medio de transmisión es el espacio libre o la atmósfera de la Tierra. En un sistema de transmisión digital, la información de la fuente original puede ser en forma digital o analógica. Si está en forma analógica, tiene que convertirse a pulsos digitales, antes de la transmisión y convertirse de nuevo a la forma analógica, en el extremo de recepción. En un sistema de radio digital, la señal de entrada modulada y la señal de salida demodulada, son pulsos digitales.

Radio digital

Los elementos que distinguen un sistema de radio digital de un sistema de radio AM, FM, o PM, es que en un sistema de radio digital, las señales de modulación y demodulación son pulsos digitales, en lugar de formas de ondas analógicas. El radio digital utiliza portadoras analógicas, al igual que los sistemas convencionales. En esencia, hay tres técnicas de modulación digital que se suelen utilizar en sistemas de radio digital: transmisión (modulación) por desplazamiento de frecuencia (FSK), transmisión por desplazamiento de fase (PSK), y modulación de amplitud en cuadratura (QAM).

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)

El FSK binario es una forma de modulación angular de amplitud constante, similar a la modulación en frecuencia convencional, excepto que la señal modulante es un flujo de pulsos binarios que varía, entre dos niveles de voltaje discreto, en lugar de una forma de onda analógica que cambia de manera continua. La expresión general para una señal FSK binaria es

$$v(t) = V_c \cos [(\omega_c + v_m(t) \Delta \omega / 2) t] \quad (1)$$

donde $v(t)$ = forma de onda FSK binaria

V_c = amplitud pico de la portadora no modulada

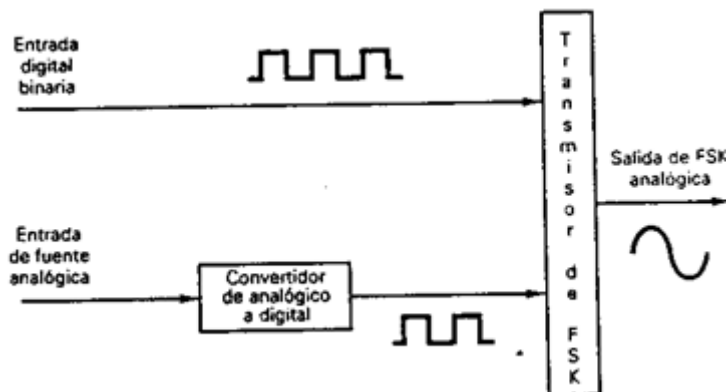
ω_c = frecuencia de la portadora en radianes

$v_m(t)$ = señal modulante digital binaria

$\Delta \omega$ = cambio en frecuencia de salida en radianes

De la ecuación 1 puede verse que con el FSK binario, la amplitud de la portadora V_c se mantiene constante con la modulación. Sin embargo, la frecuencia en radianes de la portadora de salida (ω_c) cambia por una cantidad igual a $\pm \Delta \omega / 2$. El cambio de frecuencia ($\Delta \omega / 2$) es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal de entrada binaria. Por ejemplo, un uno binario podría ser +1 volt y un cero binario -1 volt, produciendo cambios de frecuencia de $+\Delta \omega / 2$ y $-\Delta \omega / 2$, respectivamente. Además, la rapidez a la que cambia la frecuencia de la portadora es igual a la rapidez de cambio de la señal de entrada binaria $v_m(t)$. Por tanto, la frecuencia de la portadora de salida se desvía entre $(\omega_c + \Delta \omega / 2)$ y $(\omega_c - \Delta \omega / 2)$ a una velocidad igual a f_m (la frecuencia de marca).

Transmisor de FSK



La salida de un modulador de FSK binario, es una función escalón en el dominio del tiempo. Conforme cambia la señal de entrada binaria de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida del FSK se desplaza entre dos frecuencias: una frecuencia de marca o de 1 lógico y una frecuencia de espacio o de 0 lógico. Con el FSK binario, hay un cambio en la frecuencia de salida, cada vez que la condición lógica de la señal de entrada binaria cambia. Un transmisor de FSK binario sencillo se muestra en la figura 1.

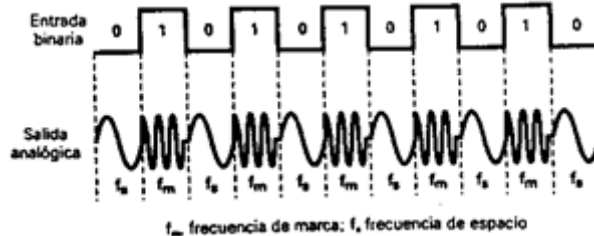
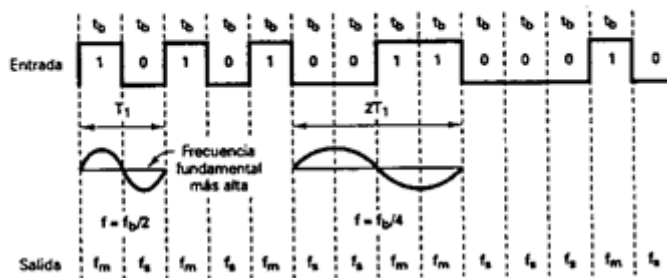


FIGURA 1

Consideraciones de ancho de banda del FSK



La figura 2 muestra un modulador de FSK binario que a menudo son osciladores de voltaje controlado (VCO). El más rápido cambio de entrada ocurre, cuando la entrada binaria es una onda cuadrada. En consecuencia, si se considera sólo la frecuencia fundamental de entrada, la frecuencia modulante más alta es igual a la mitad de la razón de bit de entrada.

FIGURA 2

La frecuencia de reposo del VCO se selecciona de tal forma que, cae a medio camino, entre las frecuencias de marca y espacio. Una condición de 1 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de marca; una condición de 0 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de espacio. El índice de modulación en FSK es

$$MI = Df / f_a \quad (2)$$

donde MI = índice de modulación (sin unidades)

Df = desviación de frecuencia (Hz)

f_m = frecuencia modulante (Hz)

El peor caso, o el ancho de banda más amplio, ocurre cuando tanto la desviación de frecuencia y la frecuencia modulante están en sus valores máximos. En un modulador de FSK binario, D_f es la desviación de frecuencia pico de la portadora y es igual a la diferencia entre la frecuencia de reposo y la frecuencia de marca o espacio. La desviación de frecuencia es constante y, siempre, en su valor máximo. f_m es igual a la frecuencia fundamental de entrada binaria que bajo la condición del peor caso es igual a la mitad de la razón de bit (f_b). En consecuencia, para el FSK binario,

$$MI = \frac{\frac{|f_m - f_s|}{2}}{\frac{f_b}{2}} = \frac{|f_m - f_s|}{f_b} \quad (3)$$

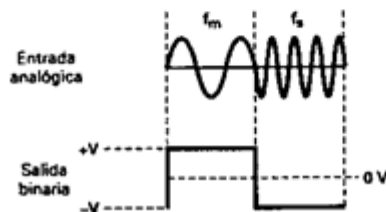
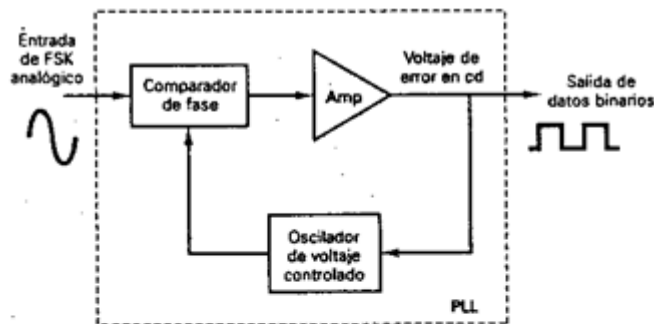
donde $|f_m - f_s|/2$ = desviación de frecuencia

f_b = razón de bit de entrada

$f_b/2$ = frecuencia fundamental de la señal de entrada binaria

En un FSK binario el índice de modulación, por lo general, se mantiene bajo 1.0, produciendo así un espectro de salida de FM de banda relativamente angosta. Debido a que el FSK binario es una forma de modulación en frecuencia de banda angosta, el mínimo ancho de banda depende del índice de modulación. Para un índice de modulación entre 0.5 y 1, se generan dos o tres conjuntos de frecuencias laterales significativas. Por tanto, el mínimo ancho de banda es dos o tres veces la razón de bit de entrada.

Receptor de FSK



El circuito que más se utiliza para demodular las señales de FSK binarias es el circuito de fase cerrada (PLL), que se muestra en forma de diagrama a bloques en la figura 3. Conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y espacio, el voltaje de error de cc a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que sólo hay dos frecuencias de entrada (marca y espacio), también hay sólo dos voltajes de error de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro un 0 lógico. En consecuencia, la salida es una representación de dos niveles (binaria) de la entrada de FSK. Por lo regular, la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador de FSK. Como resultado, los cambios en el voltaje de error cc, siguen a los cambios en la frecuencia de entrada analógica y son simétricos alrededor de 0 V.

FIGURA 3

Transmisión de desplazamiento mínimo del FSK

La transmisión de desplazamiento mínimo del FSK (MSK), es una forma de transmitir desplazando la frecuencia de fase continua (CPFSK). En esencia, el MSK es un FSK

binario, excepto que las frecuencias de marca y espacio están sincronizadas con la razón de bit de entrada binario. Con MSK, las frecuencias de marca y espacio están seleccionadas, de tal forma que están separadas de la frecuencia central, por exactamente, un múltiplo impar de la mitad de la razón de bit [f_m y $f_s = n(f_b / 2)$, con $n =$ entero impar]. Esto asegura que haya una transición de fase fluida, en la señal de salida analógica, cuando cambia de una frecuencia de marca a una frecuencia de espacio, o viceversa.

TRANSMISIÓN DE DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)

Transmitir por desplazamiento en fase (PSK) es otra forma de modulación angular, modulación digital de amplitud constante. El PSK es similar a la modulación en fase convencional, excepto que con PSK la señal de entrada es una señal digital binaria y son posibles un número limitado de fases de salida.

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE BINARIA (BPSK)

Con la transmisión por desplazamiento de fase binaria (BPSK), son posibles dos fases de salida para una sola frecuencia de portadora. Una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico. Conforme la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que están 180° fuera de fase. El BPSK es una forma de modulación de onda cuadrada de portadora suprimida de una señal de onda continua.

Transmisor de BPSK

La figura 4 muestra un diagrama a bloques simplificado de un modulador de BPSK. El modulador balanceado actúa como un conmutador para invertir la fase. Dependiendo de la condición lógica de la entrada digital, la portadora se transfiere a la salida, ya sea en fase o 180° fuera de fase, con el oscilador de la portadora de referencia.



FIGURA 4

La figura 5 muestra la tabla de verdad, diagrama fasorial, y diagrama de constelación para un modulador de BPSK. Un diagrama de constelación que, a veces, se denomina diagrama de espacio de estado de señal, es similar a un diagrama fasorial, excepto que el fasor completo no está dibujado. En un diagrama de constelación, sólo se muestran las posiciones relativas de los picos de los fasores.

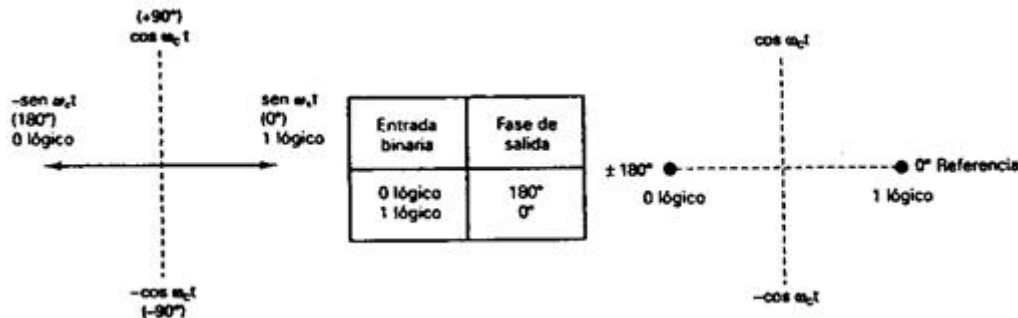


FIGURA 5

Consideraciones del ancho de banda del BPSK

Para BPSK, la razón de cambio de salida, es igual a la razón de cambio de entrada, y el ancho de banda de salida, más amplio, ocurre cuando los datos binarios de entrada son

una secuencia alterativa 1/0. La frecuencia fundamental (f_a) de una secuencia alterativa de bits 1/0 es igual a la mitad de la razón de bit ($f_b/2$). Matemáticamente, la fase de salida de un modulador de BPSK es

(salida) = (frecuencia fundamental de la señal modulante binaria) x (portadora no modulada)

$$= (\text{sen } \omega_a t) \times (\text{sen } \omega_c t) \\ = \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_a) - \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_a) \quad (4)$$

En consecuencia, el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado (f_N) es

$$2 \text{ pf } N = (\omega_c + \omega_a) - (\omega_c - \omega_a) = 2 \omega_a$$

y como $f_a = f_b/2$, se tiene

$$f_N = 2 \omega_a / 2 \pi = 2 f_a = f_b \quad (5)$$

La figura 6 muestra la fase de salida contra la relación de tiempo para una forma de onda BPSK. El espectro de salida de un modulador de BPSK es, sólo una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, donde las frecuencias laterales superiores e inferiores están separadas de la frecuencia de la portadora por un valor igual a la mitad de la razón de bit. En consecuencia, el mínimo ancho de banda (f_N) requerido, para permitir el peor caso de la señal de salida del BPSK es igual a la razón de bit de entrada.

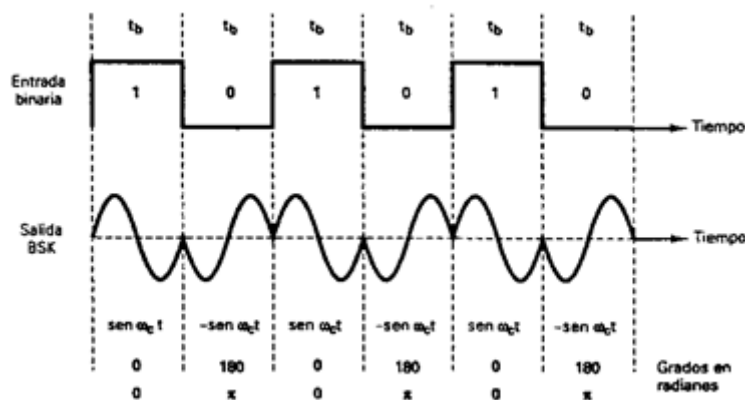


FIGURA 6

Receptor de BPSK

La figura 7 muestra el diagrama a bloques de un receptor de BPSK. La señal de entrada puede ser $+\text{sen } \omega_c t$ ó $\text{sen } \omega_c t$. El circuito de recuperación de portadora coherente detecta y regenera una señal de portadora que es coherente, tanto en frecuencia como en fase, con la portadora del transmisor original. El modulador balanceado es un detector de producto; la salida es el producto de las dos entradas (la señal de BPSK y la portadora recuperada). El filtro pasa-bajas (LPF) separa los datos binarios recuperados de la señal demodulada compleja.

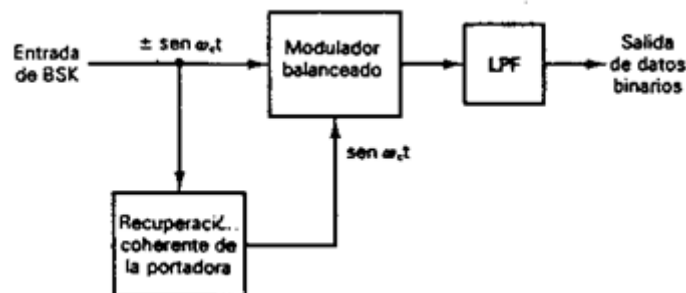


FIGURA 7

Codificación en M-ario

M-ario es un término derivado de la palabra "binario". La M es sólo un dígito que representa el número de condiciones posibles. Las dos técnicas para modulación digital que se han analizado hasta ahora (FSK binario y BPSK), son sistemas binarios; sólo hay dos condiciones posibles de salida. Una representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico; por tanto, son sistemas M-ario donde $M = 2$. Con la modulación digital, con frecuencia es ventajoso codificar a un nivel más alto que el binario. Por ejemplo, un sistema de PSK, con

cuatro posibles fases de salida, es un sistema M-ario en donde $M = 4$. Si hubiera ocho posibles fases de salida, $M = 8$, etcétera. Matemáticamente,

$$N = \log_2 M \quad (6)$$

en donde $N =$ número de bits

$M =$ número de condiciones de salida posibles con N bits

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE CUATERNARIA (QPSK)

La transmisión por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) o, en cuadratura PSK, como a veces se le llama, es otra forma de modulación digital de modulación angular de amplitud constante. La QPSK es una técnica de codificación M-ario, en donde $M=4$ (de ahí el nombre de “cuaternaria”, que significa “4”). Con QPSK son posibles cuatro fases de salida, para una sola frecuencia de la portadora. Debido a que hay cuatro fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entrada diferentes. Ya que la entrada digital a un modulador de QPSK es una señal binaria (base 2), para producir cuatro condiciones diferentes de entrada, se necesita más de un solo bit de entrada. Con 2 bits, hay cuatro posibles condiciones: 00, 01, 10 y 11. En consecuencia, con QPSK, los datos de entrada binarios se combinan en grupos de 2 bits llamados dibits. Cada código dibit genera una de las cuatro fases de entrada posibles. Por tanto, para cada dibit de 2 bits introducidos al modulador, ocurre un solo cambio de salida. Así que, la razón de cambio en la salida es la mitad de la razón de bit de entrada.

Transmisor de QPSK

En la figura 8 se muestra un diagrama a bloques de un modulador de QPSK. Dos bits (un dibit) se introducen al derivador de bits. Después que ambos bits han sido introducidos, en forma serial, salen simultáneamente en forma paralela. Un bit se dirige al canal I y el otro al canal Q. El bit I modula una portadora que está en fase con el oscilador de referencia (de ahí el nombre de “I” para el canal “en fase”), y el bit Q modula una portadora que está 90° fuera de fase o en cuadratura con la portadora de referencia (de ahí el nombre de “Q” para el canal de “cuadratura”).

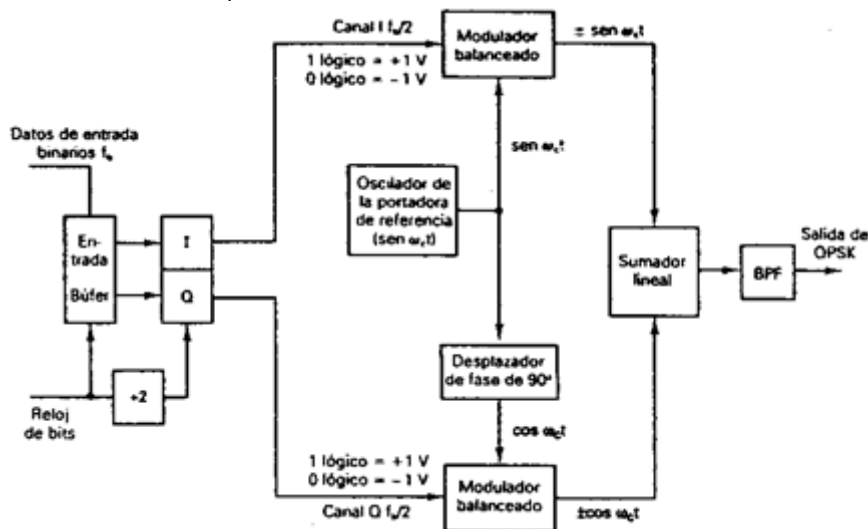


FIGURA 8

Puede verse que una vez que un dibit ha sido derivado en los canales I y Q, la operación es igual que en el modulador de BPSK. En esencia, un modulador de QPSK son dos moduladores, de BPSK, combinados en paralelo.

En la figura 9 puede verse que, con QPSK, cada una de las cuatro posibles fases de salida tiene, exactamente, la misma amplitud. En consecuencia, la información binaria tiene que ser codificada por completo en la fase de la señal de salida.

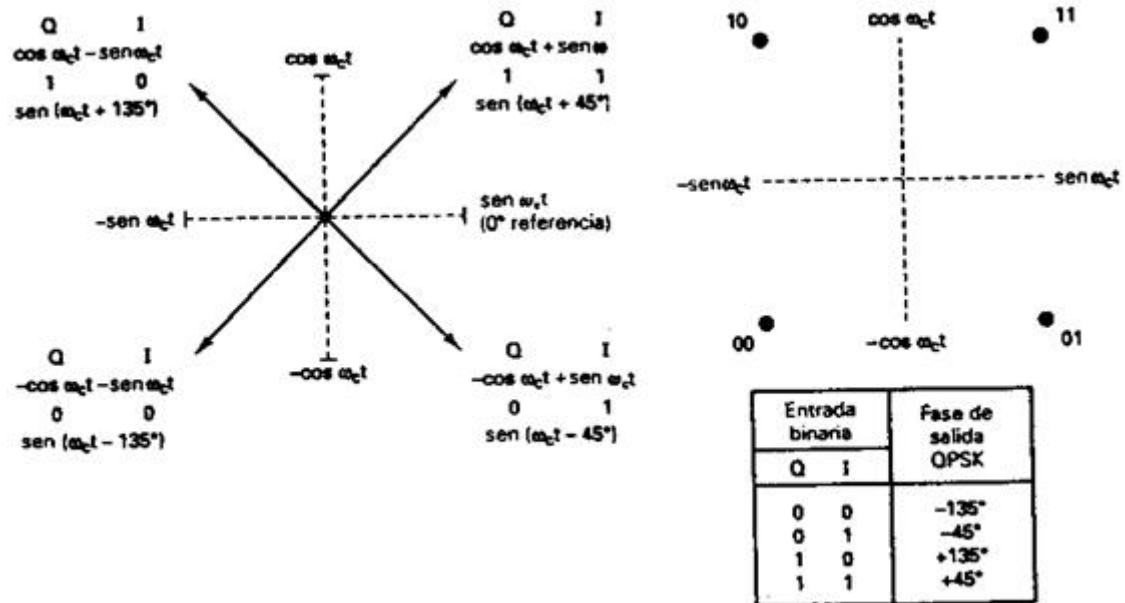


FIGURA 9

Consideraciones de ancho de banda para el QPSK

Con QPSK, ya que los datos de entrada se dividen en dos canales, la tasa de bits en el canal I, o en el canal Q, es igual a la mitad de la tasa de datos de entrada ($f_b/2$). En consecuencia, la frecuencia fundamental, más alta, presente en la entrada de datos al modulador balanceado, I o Q, es igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada (la mitad de $f_b/2$: $f_b/4$). Como resultado, la salida de los moduladores balanceados, I y Q, requiere de un mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado, igual a la mitad de la tasa de bits que están entrando.

$$f_N = 2(f_b/4) = f_b/2 \quad (7)$$

Por tanto con QPSK, se realiza una compresión de ancho de banda (el ancho de banda mínimo es menor a la tasa de bits que están entrando).

Receptor de QPSK

El diagrama a bloques de un receptor QPSK se muestra en la figura 10. El derivador de potencia dirige la señal QPSK de entrada a los detectores de producto, I y Q, y al circuito de recuperación de la portadora. El circuito de recuperación de la portadora reproduce la señal original del modulador de la portadora de transmisión. La portadora recuperada tiene que ser coherente, en frecuencia y fase, con la portadora de referencia transmisora. La señal QPSK se demodula en los detectores de producto, I y Q, que generan los bits de datos, I y Q, originales. Las salidas de los detectores de productos alimentan al circuito para combinar bits, donde se convierten de canales de datos, I y Q, paralelos a un solo flujo de datos de salida binarios.

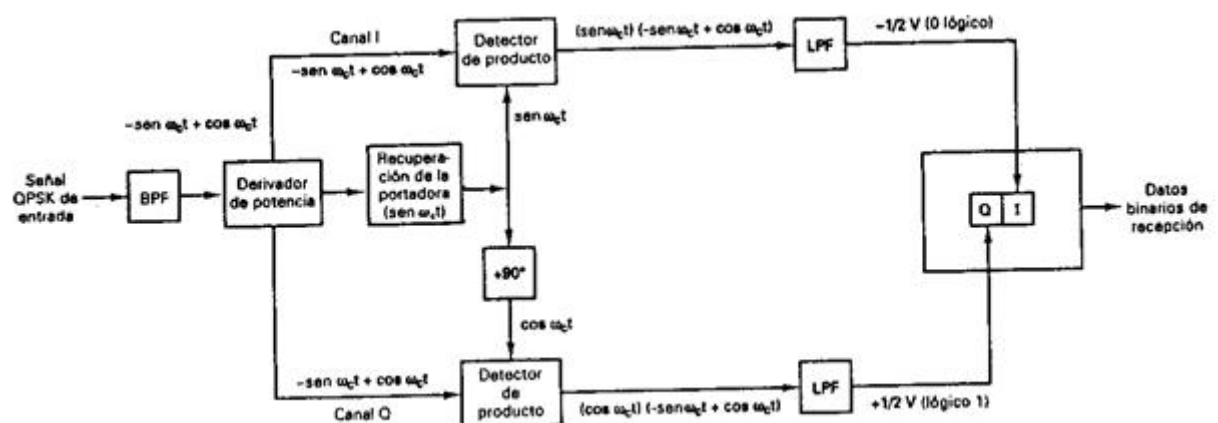


FIGURA 10

PSK DE OCHO FASES (8-PSK)

Un PSK de ocho fases (8-PSK), es una técnica para codificar M-ario en donde $M=8$. Con un modulador de 8-PSK, hay ocho posibles fases de salida. Para codificar ocho fases diferentes, los bits que están entrando se consideran en grupos de 3 bits, llamados tribits ($2^3 = 8$).

Transmisor PSK de ocho fases

Un diagrama a bloques de un modulador de 8-PSK se muestra en la figura 11. El flujo de bits seriales que están entrando se introduce al desplazador de bits, donde se convierte a una salida paralela de tres canales (el canal I, o en fase; el canal Q, o en cuadratura y el canal C, o de control). En consecuencia, la tasa de bits, en cada uno de los tres canales, es $f_b/3$. Los bits en los canales I y C' (C negado), entran al convertidor de los niveles 2 a 4 del canal I, y los bits en los canales Q y C' entran el convertidor de los niveles 2 a 4, del canal Q. En esencia, los convertidores de los niveles 2 a 4 son convertidores digital a análogo (DAC) de entrada paralela. Con 2 bits de entrada, son posibles cuatro voltajes de salida. El algoritmo para los DAC es bastante sencillo. El bit I o Q determina la polaridad de la señal analógica de salida (1 lógico = +V y 0 lógico = -V), mientras que la C o el bit C' determina la magnitud (1 lógico = 1.307V y 0 lógico = 0.541V). En consecuencia, con dos magnitudes y dos polaridades, son posibles cuatro condiciones de salida diferentes.

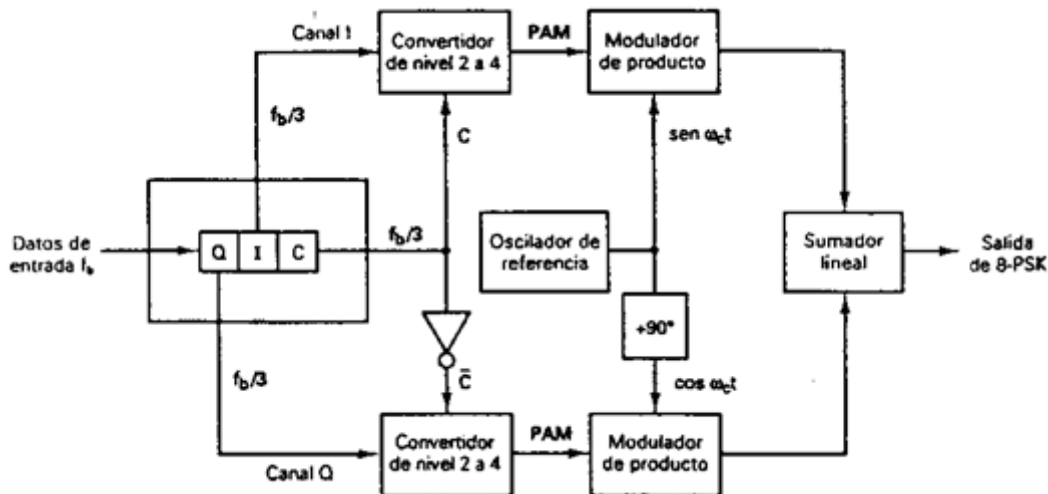


FIGURA 11

En la figura 12 puede verse que la separación angular, entre cualquiera de dos fasores adyacentes, es de 45° , la mitad de lo que es con QPSK. Por tanto, una señal 8-PSK puede experimentar un cambio de fase de casi $\pm 22.5^\circ$, durante la transmisión, y todavía tener su integridad. Además, cada faser es de igual magnitud; la condición tribit (información actual) se contiene, de nuevo, sólo en la fase de la señal.

Consideraciones del ancho de banda para el 8-PSK

Con el 8-PSK ya que los datos se dividen en tres canales, la tasa de bits en el canal I, Q, o C, es igual a un tercio de la tasa de datos de entrada binarios ($f_b/3$), (El derivador de bits estira los bits I, Q y C a tres veces su longitud de bit de entrada). Debido a que los bits I, Q y C tienen una salida simultánea y en paralelo, los convertidores de niveles de 2 a 4, también ven un cambio en sus entradas (y en consecuencia sus salidas) a una tasa igual a $f_b/3$.

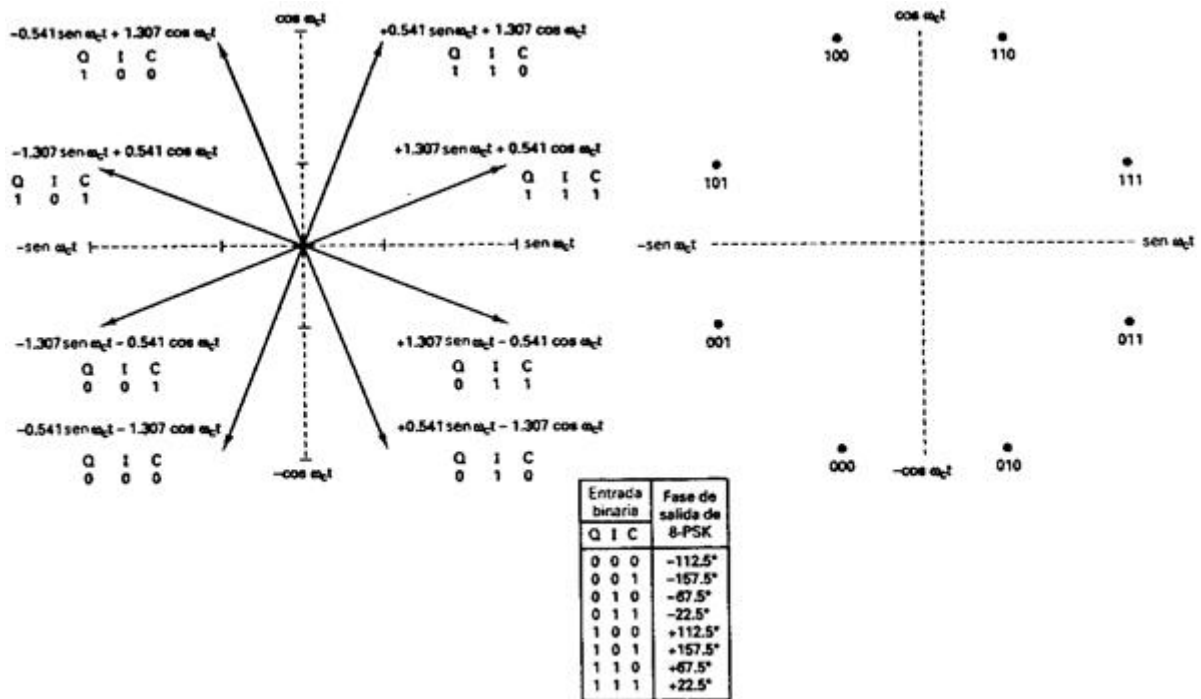


FIGURA 12

Receptor 8-PSK

La figura 13 muestra un diagrama a bloques de un receptor de 8-PSK. El derivador de potencia dirige la señal de 8-PSK de entrada, a los detectores de producto I y Q, y al circuito de recuperación de la portadora. El circuito de recuperación de la portadora reproduce la señal original del oscilador de referencia. La señal de 8-PSK que está entrando se mezcla con la portadora recuperada, en el detector de productos I y con un portadora de cuadratura en el detector de producto Q. Las salidas de los detectores de producto son señales PAM, de nivel 4, que alimentan a los convertidores análogos a digital (ADC), del nivel 4 a 2. Las salidas del convertidor de nivel 4 a 2, canal I, son los bits I y C, mientras que las salidas del convertidor de nivel 4 a 2, canal Q, son los bits Q y C'. El circuito lógico de paralelo a serial conviene los pares de bit, I/C y Q/C', a flujos de datos de salida serial I, Q y C.

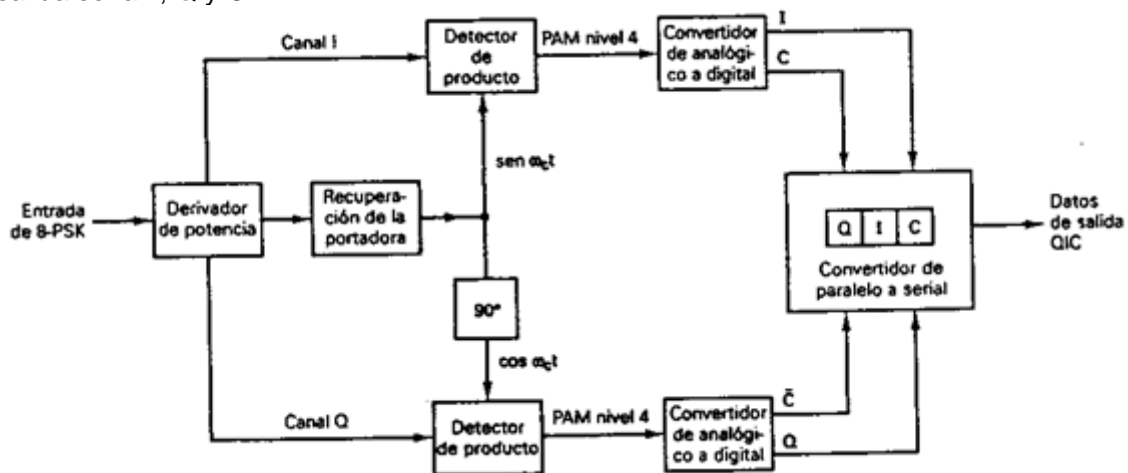


FIGURA 13

PSK DE DIECISÉIS FASES (16-PSK)

El PSK de dieciséis fases (16-PSK) es una técnica de codificación M-ario, en donde $M = 16$; hay 16 diferentes fases de salida posibles. Un modulador de 16-PSK actúa en los datos que están entrando en grupos de 4 bits ($2^4 = 16$), llamados quadsbits (bits en cuadratura). La fase de salida no cambia, hasta que 4 bits han sido introducidos

al modulador. Por tanto, la razón de cambio de salida y el mínimo ancho de banda son iguales a un cuarto de la tasa de bits que están entrando ($f_b/4$). La tabla de verdad y el diagrama de constelación para un transmisor de 16-PSK se muestran en la figura 14.

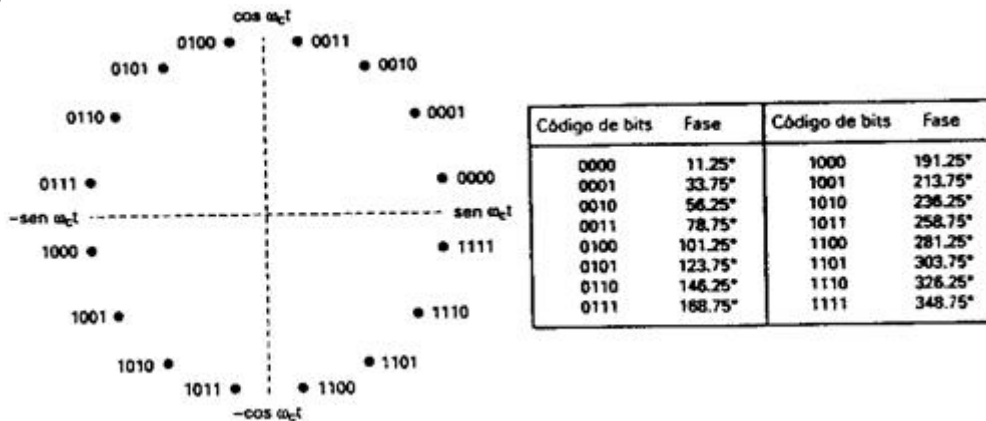


FIGURA 14

MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM)

La modulación de amplitud en cuadratura (QAM), es una forma de modulación digital en donde la información digital está contenida, tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

QAM DE OCHO (8-QAM)

El QAM de ocho (8-QAM), es una técnica de codificación M-ario, en donde $M = 8$. A diferencia del 8-PSK, la señal de salida de un modulador de 8-QAM no es una señal de amplitud constante.

Transmisor de QAM de ocho

La figura 15 muestra el diagrama a bloques de un transmisor de 8-QAM. Como pueda verse, la única diferencia, entre el transmisor de 8-QAM y el transmisor de 8-PSK es la omisión del inversor entre el canal C y el modulador da producto Q.

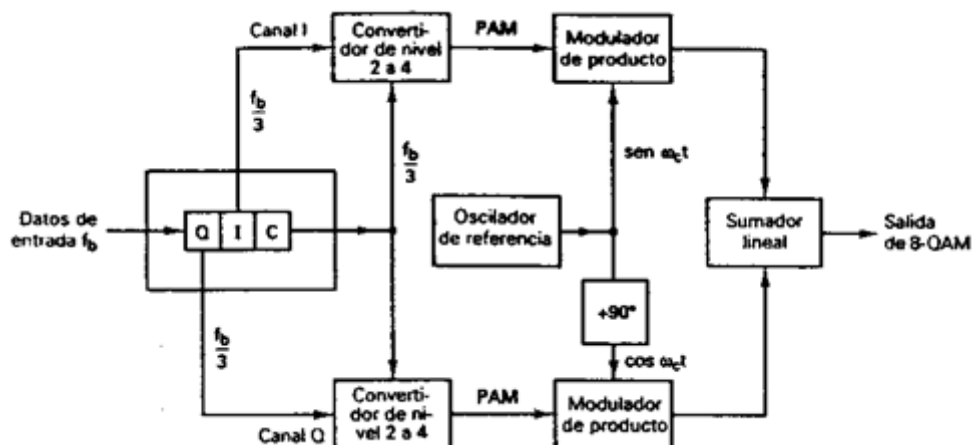


FIGURA 15

Consideraciones del ancho de banda para el QAM de ocho

En el 8-QAM, la tasa de bits, en los canales I y Q, es un tercio de la tasa binaria de entrada, al igual que con el 8-PSK. Como resultado, la frecuencia de modulación fundamental más alta y la razón de cambio de salida más rápida en 8-QAM, son iguales que para el 8-PSK. Por tanto, el mínimo ancho de banda requerido para 8-QAM es $f_b/3$, al igual que en el 8-PSK.

Receptor de QAM de ocho

Un receptor de 8-QAM es casi idéntico al receptor de 8-PSK. Las diferencias son los niveles PAM, en la salida de los detectores de producto, y las señales binarias a la salida de los convertidores análogo a digital. Debido a que hay dos amplitudes de transmisión posibles, con 8-QAM, que son diferentes de aquellas factibles con el 8-PSK, los cuatro niveles PAM demodulados son diferentes de aquellos en 8-PSK. En consecuencia, el factor de conversión para los convertidores analógico a digital, también tienen que ser diferentes. Además, con el 8-QAM las señales de salida binarias del convertidor analógico a digital, del canal I, son los bits I y C, y las señales de salida binarias del convertidor analógico a digital, del canal Q, son los bits Q y C.

QAM DE DIECISÉIS (16-QAM)

Así como en 16-PSK, el 16-QAM es un sistema M-ario, en donde $M=16$. Actúa sobre los datos de entrada en grupos de cuatro ($2^4 = 16$). Como con el 8-QAM, tanto la fase y la amplitud de la portadora transmisora son variados.

Transmisor QAM de dieciséis

El diagrama a bloques para un transmisor de 16-QAM se muestra en la figura 16. Los datos de entrada binaria se dividen en cuatro canales: El I, I', Q y Q'. La tasa de bits de cada canal es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada ($f_b/4$).

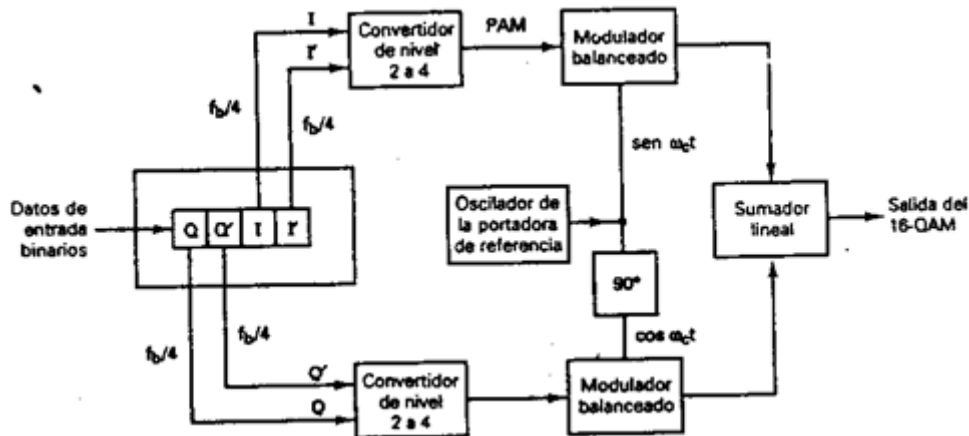


FIGURA 16

Consideraciones del ancho de banda para el QAM de dieciséis

Con el 16-QAM, ya que los datos de entrada se dividen en cuatro canales, la tasa de bits en el canal I, I', Q o Q' es igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada binarios ($f_b/4$). (El derivador de bits estira los bits I, I', Q y Q', a cuatro veces su longitud de bits de entrada). Además, debido a que estos bits tienen salidas de manera simultánea y en paralelo, los convertidores de nivel 2 a 4 ven un cambio en sus entradas y salidas a una fase igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada.

RESUMEN DE FSK, PSK Y QAM

Las distintas formas de FSK, PSK y QAM se resumen en la tabla 1

Modulación	Codificación	BW (Hz)	Baudio	Eficiencia BW (bps/Hz)
FSK	Bit	$\frac{f_b}{2}$	f_b	1
BPSK	Bit	$\frac{f_b}{2}$	f_b	1
QPSK	Dibit	$\frac{f_b}{2}$	$\frac{f_b}{2}$	2
8-QPSK	Tribit	$\frac{f_b}{3}$	$\frac{f_b}{3}$	3
8-QAM	Tribit	$\frac{f_b}{3}$	$\frac{f_b}{3}$	3

16-QPSK	Quadbit	$f_b / 4$	$f_b / 4$	4
16-QAM	Quadbit	$f_b / 4$	$f_b / 4$	4

TABLA 1: RESUMEN DE LA MODULACIÓN DIGITAL

RECUPERACIÓN DE LA PORTADORA

La recuperación de la portadora es el proceso de extraer una portadora de referencia coherente, en fase, de una señal recibida. A esto se le llama, a veces, referencia de fase.

En las técnicas de modulación en fase los datos binarios fueron codificados como fase precisa de la portadora transmitida. Dependiendo del método de codificación, la separación angular entre los fasores adyacentes varió entre 30° y 180° . Para demodular correctamente los datos, se recuperó y comparó una portadora de fase coherente, con la portadora recibida, en un detector de producto. Para determinar la fase absoluta de la portadora recibida, es necesario producir una portadora en el receptor que sea coherente, en fase, con el oscilador de referencia transmitida. Esta es la función del circuito de recuperación de la portadora.

Circuito cuadrado

Uno de los métodos que se utiliza para lograr la recuperación de la portadora BPSK, quizá el más común, es el circuito cuadrado. La figura 17 muestra el diagrama a bloques para un circuito cuadrado. La forma de onda de BPSK recibida, se filtra y luego se eleva al cuadrado. La filtración reduce el ancho del espectro del ruido recibido. El circuito cuadrado quita la modulación y genera la segunda armónica de la frecuencia de la portadora. Esta armónica se rastrea con la fase por el PLL. La frecuencia de salida del VCO del PLL se divide luego entre 2 y se utiliza como la referencia de fase para los detectores de producto.

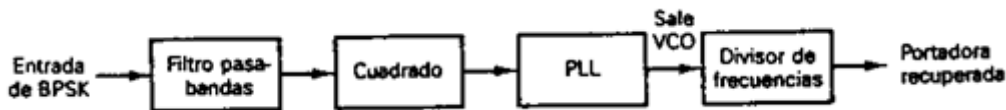


FIGURA 17

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE DIFERENCIAL (DPSK)

La transmisión por desplazamiento de fase diferencial (DPSK), es una forma alterna de modulación digital en donde la información de entrada binaria está contenida en la diferencia, entre dos elementos sucesivos de señalización, en lugar de la fase absoluta. Con DPSK no es necesario recuperar una portadora coherente en fase. En lugar de eso, se retarda un elemento de señalización por una ranura de tiempo y luego se compara al siguiente elemento recibido de señalización. La diferencia, en fase, de los dos elementos de señalización determina la condición lógica de los datos.

BPSK DIFERENCIAL (DBPSK)

Transmisor de DBPSK

La figura 18 se muestra un diagrama de bloques simplificado para un transmisor de transmisión por desplazamiento de fase binaria diferencial (DBPSK). Un bit de información entrante usará la XNOR con el bit anterior, antes de entrar al modulador de BPSK (modulador balanceado). Para el primer bit de datos, no hay un bit anterior con el cual comparar. Por tanto, se asume un bit de referencia inicial.

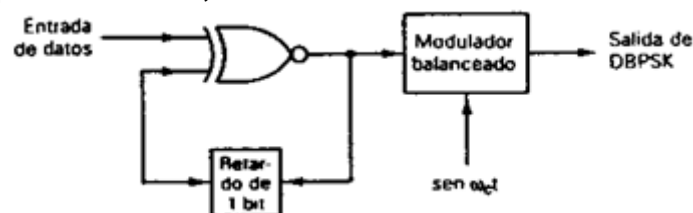


FIGURA 18

Receptor de DBPSK

La figura 19 muestra un diagrama de bloques para un receptor de DBPSK. La señal recibida se retarda por un tiempo de bit, luego se compara con el siguiente elemento de señalización en el modulador balanceado. Si son iguales, se genera un 1 lógico (voltaje +). Si son diferentes, se genera un 0 lógico (voltaje -1). Si se supone incorrectamente la fase de referencia, sólo el primer bit demodulado está en error. La codificación diferencial se puede implantar con esquemas de modulación digital más alta que el binario, aunque los algoritmos diferenciales son mucho más complicados que para el DBPSK.

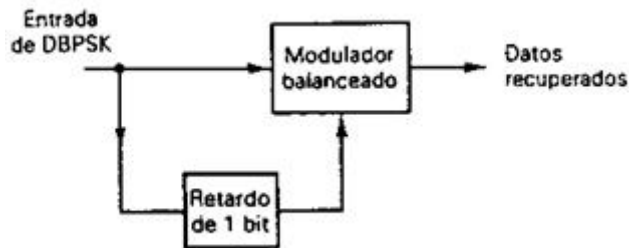


FIGURA 19

La ventaja principal del DPSK es la simplicidad con la que se puede implantar. Con DPSK, no se necesita circuito de recuperación de la portadora. Una desventaja del DPSK es que requiere de entre 1 y 3 dB más de relación señal a ruido para alcanzar la misma tasa de errores de bits que el PSK absoluto.

RECUPERACIÓN DEL RELOJ

Como con cualquier sistema digital, el radio digital requiere de un tiempo preciso o de sincronización de reloj, entre los circuitos de transmisión y recepción. Debido a esto, es necesario regenerar los relojes en el receptor que están sincronizados con los del transmisor.

La figura 20 a muestra un circuito sencillo que se utiliza casi siempre para recuperar información del reloj de los datos recibidos. Los datos recuperados se retardan por la mitad de tiempo de bit y luego se comparan con los datos originales en un circuito XOR. La frecuencia del reloj que se recupera con este método es igual a la tasa de datos recibidos (f_b).

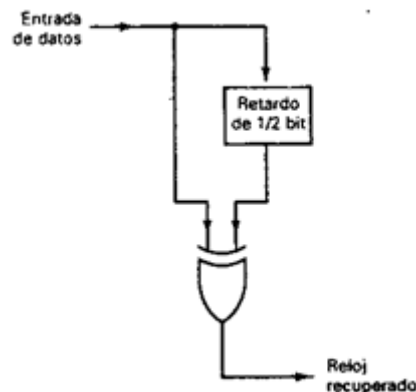


FIGURA 20

PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE ERROR DE BIT

La probabilidad de error $P(e)$ y la tasa de error de bit (BER), a menudo se utilizan en forma intercambiable, aunque en la práctica si tienen significados un poco distintos. $P(e)$ es una expectativa teórica (matemática) de la tasa de error de bit para un sistema determinado. BER es un registro empírico (histórico) del verdadero rendimiento de error de bit en un sistema.

Rendimiento de error de PSK

El rendimiento de error de bit para los distintos sistemas de modulación digital multifase está directamente relacionado con la distancia entre puntos en un diagrama de espacio de estado de la señal.

Para los sistemas de PSK, la fórmula general para los puntos del umbral es $TP = \pm p/M$ (8)

en donde M es el número de estados de señal.

Para PSK, la fórmula general para la distancia máxima entre puntos de señalización se da por

$$\sin q = \sin(360^\circ/2M) = d / 2D \quad (9)$$

en donde d = distancia de error

M = número de fases

D = amplitud pico de la señal

resolviendo para d

$$d = 2D \sin(180^\circ/M) \quad (10)$$

Los niveles más altos de modulación (por ejemplo, entre mayor sea el valor de M) requieren de una mayor relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido, para reducir el efecto de la interferencia de ruido. En consecuencia, entre más alto sea el nivel de modulación más pequeña será la separación angular entre puntos de señal, y más pequeña la distancia de error.

La expresión general para la probabilidad de error del bit de un sistema PSK de fase-M es

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erf}(z) \quad (11)$$

en donde erf(z) = función de error

$$z = \sin \frac{\pi}{M} \cdot \sqrt{\log_2 M} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (12)$$

con $\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b}$

en donde E_b/N_0 = relación de densidad de potencia de energía por bit a ruido

C/N = relación de potencia de portadora a ruido

B/f_b = relación del ancho de banda de ruido a la tasa de bits

Sustituyendo la ecuación 11 puede mostrarse que QPSK proporciona el mismo rendimiento de error que el BPSK. Esto se debe a que la reducción en 3dB, en distancia de error para QPSK, se desplaza por la reducción en 3dB en su ancho de banda. Por tanto, ambos sistemas proporcionan un rendimiento óptimo.

Rendimiento de error del QAM

Para un gran número de puntos de señal (por ejemplo, sistemas M-ario mayores a 4), el QAM funcionará mejor que el PSK. Esto se debe a que la distancia, entre dos puntos de señalización en un sistema de PSK, es más pequeña que la distancia entre puntos en un sistema QAM comparable. La expresión general para la distancia entre puntos de señalización adyacentes para un sistema QAM con nivel L en cada eje es

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1} D \quad (13)$$

en donde d = distancia de error

L = número de niveles en cada eje

D = amplitud pico de la señal

Al comparar la ecuación 10 con la ecuación 13, puede verse que los sistemas QAM tienen una ventaja sobre los sistemas PSK, con el mismo nivel de potencia de la señal pico.

La expresión general para la probabilidad de error de bit de un sistema QAM de nivel L es

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 L} \left(\frac{L-1}{L} \right) \cdot \operatorname{erfc}(z) \quad (14)$$

en donde $\text{erfc}(z)$ = función de error complementaria

$$z = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (15)$$

La figura 21 muestra el rendimiento de error para los sistemas QAM de 4, 16, 32 y 64 como función de E_b/N_0 . La tabla 2 indica las mismas relaciones de potencia de la portadora a ruido y las relaciones de la densidad de potencia de energía por bit a ruido, para una probabilidad de error de 10^{-6} para varios esquemas de modulación PSK y QAM.

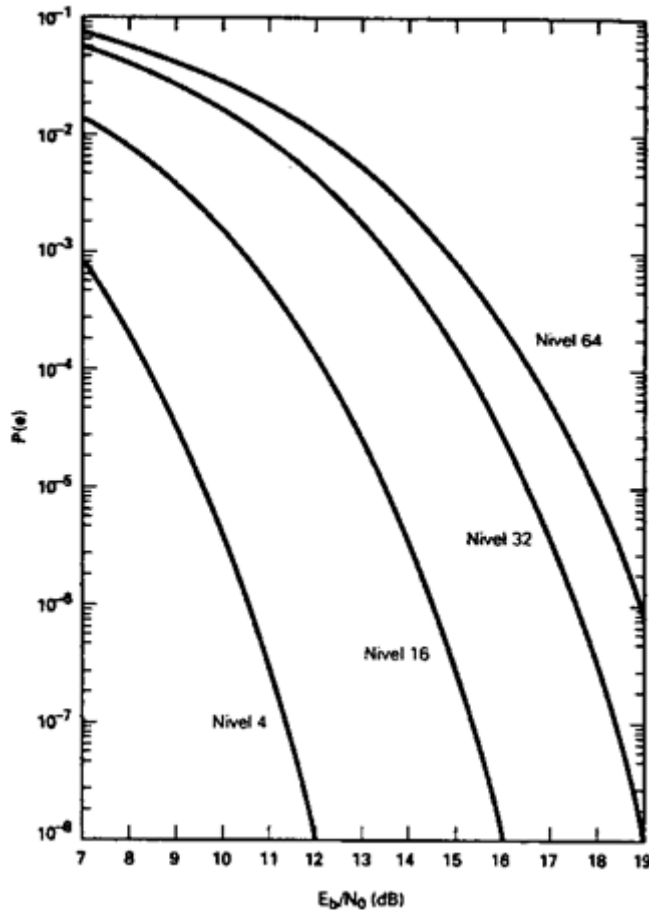


FIGURA 21

Modulación	Relación C/N (dB)	Relación E b/N 0 (dB)
BPSK	10.6	10.6
QPSK	13.6	10.6
4-QAM	13.6	10.6
8-QAM	17.6	10.6
8-PSK	18.5	14
16-PSK	24.3	18.3
16-QAM	20.5	14.5
32-QAM	24.4	17.4
64-QAM	26.6	18.8

TABLA 2: COMPARACIÓN DEL RENDIMIENTO DE VARIOS ESQUEMAS PARA MODULACIÓN DIGITAL (BER = 10^{-6})

Rendimiento de error del FSK

La probabilidad de error para los sistemas FSK se evalúa en forma un tanto diferente a los PSK y QAM. Hay en esencia sólo dos tipos de sistemas FSK: no coherente

(asíncronos) y coherentes (síncronos). Con FSK no coherente, el transmisor y el receptor no están sincronizados en frecuencia o fase. Con FSK coherente, las señales de referencia del receptor local están cerradas, en frecuencia y en fase, con las señales transmitidas. La probabilidad de error para FSK no coherente es

$$P(e) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \quad (16)$$

La probabilidad de error para FSK coherente es

$$P(e) = \text{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (17)$$

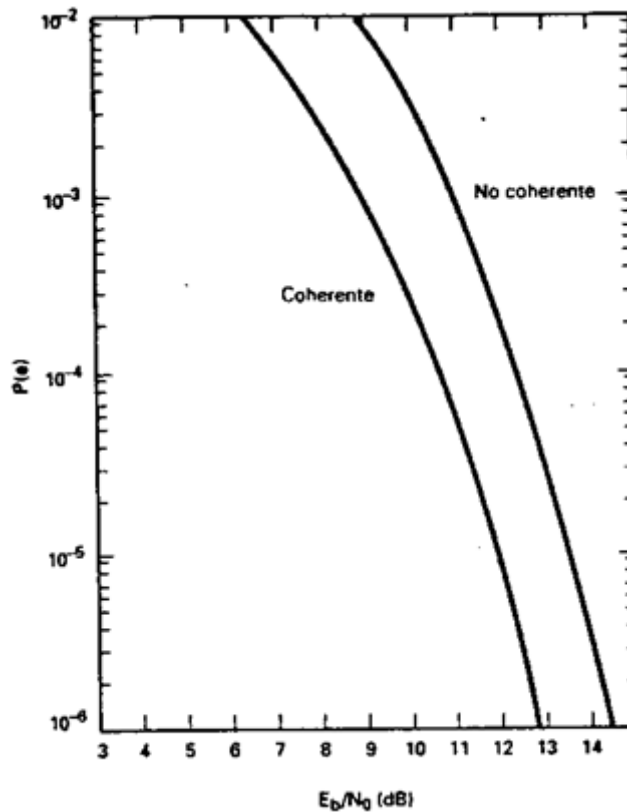


FIGURA 22

La figura 22 muestra las curvas de probabilidad de error, para FSK coherente y no coherente para varios valores de E_b/N_0 . De las ecuaciones 16 y 17 puede determinarse que la probabilidad de error para FSK no coherente es mayor que la del FSK coherente para iguales relaciones de la densidad de potencia de energía por bit a ruido.